

Introduction aux TP d'électronique Méthodes et précautions expérimentales

Nous précisons ici différentes méthodes de base utilisables de façon transverse en électronique. Il ne s'agit en aucun cas de faire une présentation exhaustive, mais de donner des pistes pour aborder efficacement des activités expérimentales en électronique dans un cadre plus large.

I Appareils de mesure

L'utilisation d'un matériel spécifique nécessite d'en connaître le fonctionnement et les limites. On conseille de se reporter aux notices détaillées des appareils pour obtenir des valeurs correspondant aux dispositifs effectivement utilisés.

I.1 Multimètres (ampèremètre, voltmètre, ohmmètre)

On rappelle quelques points importants :

- Un multimètre utilisé en voltmètre ou ampèremètre doit être utilisé en mode AC pour faire des mesures de valeurs efficaces¹ de signaux alternatifs, ou en mode DC pour des mesures directes de signaux continus.
- Un multimètre possède une bande passante limitée (parfois jusqu'à quelques kHz seulement), et il est important de ne pas les utiliser à trop haute fréquence. On préférera l'oscilloscope dans ce cas.
- Le principe de fonctionnement d'un ohmmètre est de mesurer une tension aux bornes d'un composant dont on veut déterminer la résistance pour un courant imposé. En faisant le rapport de ces deux grandeurs, il fournit la résistance du composant. Par conséquent, en présence d'une autre source de courant, la valeur indiquée est faussée. Un ohmmètre doit donc systématiquement se brancher sur un composant déconnecté du reste du montage.
- Les impédances d'entrée des multimètres sont de l'ordre de $10\text{ M}\Omega$. Ces résistances sont très élevées de façon à pouvoir réaliser des mesures de tensions en prélevant seulement un courant infime dans le circuit en amont. On veillera donc à n'utiliser que des résistances très faibles (typiquement inférieures à $100\text{ k}\Omega$ si on veut limiter les erreurs à 1 %) devant ces valeurs dans les montages, sous peine de devoir prendre en compte leur influence.
- Un ampèremètre comporte une résistance interne. Celle-ci permet à l'appareil de mesurer un courant à partir de la tension mesurée à ses bornes. Celle-ci dépend fortement du calibre utilisé. Si elle est négligeable sur le calibre 10 A (inférieure à $1\ \Omega$), il n'en est rien pour des mesures avec un calibre à 1 mA (typiquement de l'ordre du $\text{k}\Omega$).

I.2 Oscilloscope

Il n'est pas question ici de détailler l'utilisation d'un oscilloscope, et nous invitons le lecteur à se reporter à la notice de l'appareil. Précisons néanmoins quelques points importants :

- L'oscilloscope possède une bande passante beaucoup plus élevée (typiquement de l'ordre de 100 MHz) que celle des multimètres.
- Son impédance d'entrée est généralement d'environ $1\text{ M}\Omega$, soit 10 fois plus faible que pour les multimètres. Comme expliqué plus haut, ceci impose d'utiliser des résistances inférieures à $10\text{ k}\Omega$ pour conserver une précision de 1 % sur les mesures de tension.
- Contrairement au cas du multimètre, le mode AC de l'oscilloscope n'est pas lié à l'utilisation exclusive d'un signal alternatif. Ce mode correspond à l'ajout d'une capacité de l'ordre de quelques dizaines de nF en série dans le montage, permettant de supprimer la composante continue du signal d'entrée (le filtre passe-haut ainsi créé rejette typiquement les fréquences inférieures à 1 Hz).

1. On rappelle que pour un signal sinusoïdal d'amplitude U_0 , $U_{eff} = U_0/\sqrt{2}$.

- La masse de l'oscilloscope est reliée à la terre du réseau électrique, et est donc reliée aux autres prises de terre du montage². Lorsqu'une masse a déjà été imposée en un point du montage et qu'une mesure de tension entre deux autres points de potentiels non nuls est nécessaire, on peut utiliser les entrées différentielles prévues à cet effet dans une carte d'acquisition ou encore utiliser un transformateur d'isolement.
- Un oscilloscope ne permet de faire des mesures précises (automatiques ou non) que lorsque l'information recherchée est facilement lisible sur l'écran. Par exemple, pour extraire précisément l'amplitude et la période d'un signal sinusoïdal, il faut modifier le gain et la base de temps de façon à ce le signal ait une amplitude maximale sur l'écran et qu'une - et une seule - période entière occupe l'écran.

I.3 GBF

Là encore, nous n'évoquons que quelques remarques sur les Générateurs Basses Fréquences (GBF) utilisés.

- Les GBFs ont une résistance interne standardisée à $50\ \Omega$, et sont modélisable par une source de Thévenin, c'est à dire une résistance en série avec un générateur idéal de tension (cf Fig1). Les caractéristiques de ce générateur sont celles affichées sur l'écran de l'appareil, mais ne sont donc pas nécessairement celles du signal de sortie à cause de l'influence de la résistance interne ! La méthode permettant de réaliser la mesure de cette résistance interne est présentée à la page 8.

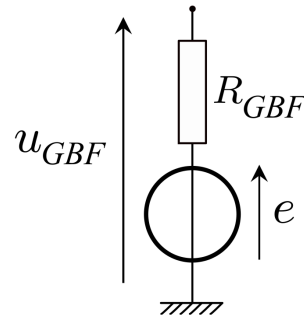


FIGURE 1 – Modèle électrique de Thévenin équivalent à un GBF. La résistance de sortie R_{GBF} est standardisée à $50\ \Omega$ et les caractéristiques de la source idéale de tension e sont modifiables grâce à l'interface de l'appareil (amplitude, tension,...). La tension de sortie de l'appareil correspondant à u_{GBF} ne s'identifie avec e que lorsque l'influence de R_{GBF} est négligeable.

En pratique, lorsque cela est possible, on n'utilisera dans le circuit que des résistances très supérieures (typiquement supérieures à $5\ k\Omega$) à la résistance de sortie du GBF de façon à pouvoir négliger l'influence de cette dernière. Dans les autres cas, il faut la prendre en compte (cf section II notamment).

- Comme celle de l'oscilloscope, la masse du GBF est reliée à la terre. Attention, si des appareils à masse flottante sont présents dans le montage, leurs masses respectives devront être reliées ensemble (sauf bien sûr si leur potentiel ne doit pas être nul).

2. En cas de doute sur l'installation électrique on peut toujours doubler ces connexions.

II Régime transitoire du premier ordre

On parle de circuit³ du premier ordre lorsque la tension de sortie $u(t)$ vérifie une équation différentielle du premier ordre du type :

$$\frac{du}{dt} + \frac{u}{\tau} = \frac{e}{\tau}$$

dans laquelle τ correspond au temps caractéristique du régime transitoire et e à l'échelon de tension délivré par le générateur passant de 0 à E à $t = 0$. Cette équation s'intègre en :

$$u(t) = E \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \quad (1)$$

qui correspond à la *réponse indicielle* du circuit (cf Fig 2). Le temps caractéristique τ correspond à la durée que met la tension u pour atteindre 63% de la tension maximale.

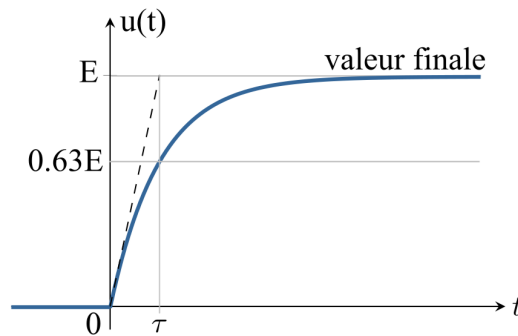


FIGURE 2 – Réponse indicielle d'un circuit du premier ordre. Le régime transitoire observé fait apparaître un temps caractéristique τ .

Il existe plusieurs méthodes permettant de déterminer τ expérimentalement de façon précise :

- avec un oscilloscope, en utilisant à la fois les curseurs verticaux et horizontaux, on détermine la durée τ que met la tension de sortie pour atteindre 63% de sa variation totale sur une montée complète jusqu'à la valeur finale⁴ ;
- avec un système d'acquisition qui le permet, on peut aussi faire une mesure graphique en utilisant la tangente en début de montée et en repérant l'intersection de cette tangente avec la valeur finale⁵ ;
- on peut réaliser un ajustement de la courbe à l'aide de l'expression (1). Cette dernière méthode est évidemment la plus précise puisqu'elle utilise un grand nombre de points de mesure.

III Régime transitoire du second ordre

Dans le cas d'un circuit du second ordre, $u(t)$ vérifie une équation différentielle du second ordre du type :

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = \omega_0 e \quad (2)$$

dans laquelle ω_0 correspond à la pulsation propre, Q au facteur de qualité du circuit et e à l'échelon de tension délivré par le générateur, passant par exemple de 0 à E à $t = 0$.

L'allure de la réponse indicielle dépend cette fois de la valeur du facteur de qualité. En effet :

3. Nous illustrons ici un système du premier ordre avec une tension dans un circuit électronique car il s'agit de la grandeur effectivement mesurée en TP, mais cette section est de portée plus générale et est par exemple transposable à la réponse en amplitude ou en vitesse d'un système mécanique du premier ordre.

4. Attention, dans le cas d'un générateur dont la tension passe de $-E$ à E à $t = 0$, τ correspond à la variation de 63% de l'écart maximal entre les deux régimes permanents, c'est à dire $2E$. On notera que dans ce dernier cas, la mesure de la durée pour atteindre 50% de la valeur finale, donnée par $t_{1/2} = \tau \ln(2)$, est beaucoup plus adaptée. En effet, $t_{1/2}$ se lit directement à l'intersection de la tension mesurée et de l'axe des abscisses sur l'écran de l'oscilloscope.

5. La méthode est peu performante pour des courbes bruitées ou perturbées comme dans le cas d'un régime transitoire en présence d'une bobine mentionné à la page 10.

- pour $Q < 1/2$, on parle de *régime aperiodique* ;
- pour $Q = 1/2$, on parle de *régime aperiodique critique* ;
- pour $Q > 1/2$, on parle de *régime pseudo-periodique*.

Intéressons-nous en particulier à ce dernier régime pour lequel la tension $u(t)$ présente des oscillations amorties (cf Fig.3) et s'écrit, en notant $\Omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$:

$$u(t) = \underbrace{E}_{u_p} + \underbrace{A \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right) \cos(\Omega t + \varphi)}_{u_h} \quad (3)$$

où A et φ sont des constantes qu'on peut déterminer à partir des conditions initiales, et où u_p et u_h correspondent respectivement aux solutions particulière et homogène de l'équation différentielle (2).

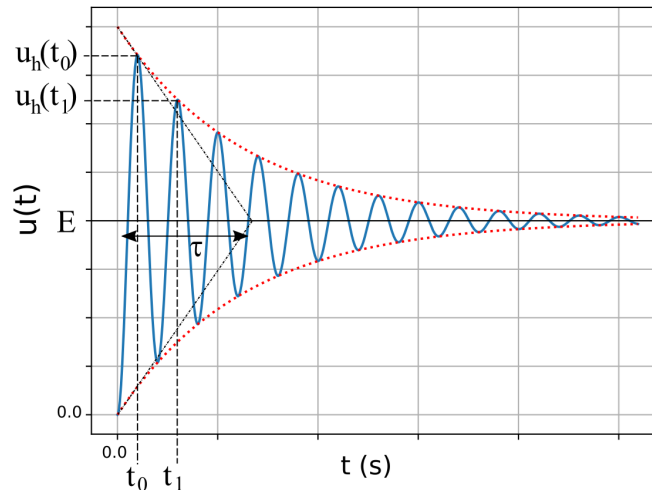


FIGURE 3 – Réponse indicielle d'un circuit du second ordre pour un facteur de qualité $Q = 10$. Le régime transitoire observé fait apparaître des oscillations de pseudo-période $T = 2\pi/\Omega$ et un temps caractéristique d'amortissement $\tau = 2Q/\omega_0$.

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques ω_0 et Q de façon précise :

- On peut tout d'abord mesurer $T = \frac{2\pi}{\Omega}$ par une lecture avec les curseurs temporels sur plusieurs oscillations de la courbe à l'oscilloscope. On en déduit aisément Ω , qu'on peut assimiler à ω_0 si l'amplitude des oscillations ne décroît pas trop vite (cas Q grand).
- Pour évaluer Q , on peut utiliser la méthode du *décroissement logarithmique*⁶, qui exploite le fait que la courbe présente des oscillations amorties exponentiellement de part et d'autre de la solution particulière u_p de l'équation différentielle (2). On définit alors le *décroissement logarithmique* δ par :

$$\delta = \frac{1}{p} \ln \left(\frac{u_h(t_n)}{u_h(t_{n+p})} \right)$$

où les t_n , avec $n \in \mathbb{N}$, correspondent aux instants successifs pour lesquels la solution homogène u_h admet un maximum local. On peut montrer simplement que $\delta = \frac{\pi}{\sqrt{Q^2 - \frac{1}{4}}}$ et donc déduire Q de la mesure

du décroissement logarithmique faite à l'oscilloscope à l'aide des curseurs de tension. Pour une précision optimale, on choisira un nombre p de périodes tel que l'amplitude soit environ divisée par 2.

- On peut réaliser un ajustement⁷ de la courbe à l'aide de l'expression (3) et en tirer ω_0 et Q .

6. On notera que, dans le cas où Q est grand, on peut également exploiter l'enveloppe exponentielle (cf Fig 3) du signal amorti pour déterminer τ et en déduire la valeur de Q en ayant déterminé ω_0 au préalable. Enfin, la méthode consistant à évaluer Q en comptant le nombre d'oscillations visibles n'est que très approximative et permet simplement de prévoir si Q est grand ou non.

7. Cette méthode permet également d'extraire les valeurs de ω_0 et Q pour un régime aperiodique.

IV Filtre passe-bas du premier ordre

Un filtre passe-bas du premier ordre est défini par la fonction de transfert suivante⁸ :

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

où K est le gain maximal du filtre et f_c est la fréquence de coupure. On en déduit l'expression du gain G et de la phase φ :

$$G(f) = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi(f) = -\text{Arctan}\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad (4)$$

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques K et f_c de façon précise :

- Pour mesurer K , on alimente tout d'abord le circuit avec un signal sinusoïdal $e(t)$ d'amplitude U_0 , puis on se place en basse⁹ fréquence pour déterminer $G_{max} = K$ en faisant le rapport entre les amplitudes¹⁰ du signal de sortie et du signal d'entrée.
- Pour mesurer f_c , on peut utiliser le fait que¹¹ $G(f_c) = G_{max}/\sqrt{2}$ en cherchant la fréquence¹² f_c telle que l'amplitude de la courbe de sortie soit égale à la valeur calculée correspondant à l'amplitude du signal d'entrée divisée par $\sqrt{2}$ (cf Fig.4).

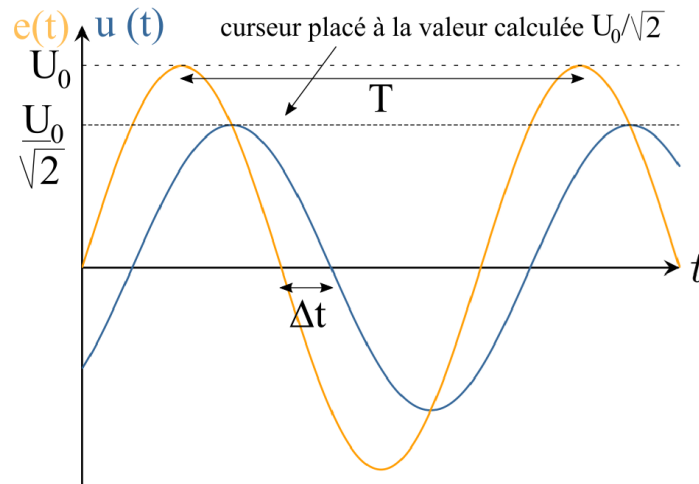


FIGURE 4 – Signal d'entrée $e(t)$ d'amplitude U_0 et signal de sortie $u(t)$. Pour déterminer la fréquence de coupure f_c , après avoir mesuré U_0 , on place un curseur de tension à la valeur calculée $U_0/\sqrt{2}$ et on fait varier la fréquence pour que cette valeur corresponde à l'amplitude du signal de sortie. On notera que le signal de sortie $u(t)$ est bien en retard sur l'entrée $e(t)$ lorsque la fréquence correspond à f_c , ce qui est cohérent avec le calcul de la phase donné par $\varphi(f_c) = -\frac{2\pi\Delta t}{T} = -\frac{\pi}{4}$, où T est la période et Δt l'écart temporel entre les signaux.

8. On notera qu'on travaillera plus facilement avec les fréquences qu'avec les pulsations lorsqu'il s'agira ensuite de confronter la théorie aux mesures expérimentales.

9. On entend par basses fréquences ici une fréquence très basse devant la fréquence de coupure f_c . Le plus simple pour cela est d'avoir un signal continu, de fréquence rigoureusement nulle.

10. Ou simplement les valeurs pour un signal continu.

11. Il s'agit en fait de la définition d'une fréquence de coupure. On notera que la formule du gain dans (4) permet en théorie de remonter à la valeur de f_c à partir de la mesure du gain $G(f)$ pour une fréquence f quelconque. Cependant, à basse fréquence ($f \ll f_c$), la mesure du gain est imprécise puisque ce dernier est très proche de l'unité et varie très peu sur une large bande de fréquence. Au contraire, à haute fréquence ($f \gg f_c$), les mesures sont souvent peu fiables car le gain tend vers zéro et le rapport signal sur bruit devient donc très mauvais, et que des effets parasites interviennent par ailleurs (cf section V). Il faut donc nécessairement se placer au voisinage de $f = f_c$ pour pouvoir exploiter expérimentalement la relation (4).

12. Si on utilise un multimètre en mode AC, on veillera à ne pas dépasser sa bande passante (cf section I).

- Alternativement, l'expression de la phase donnée dans l'équation (4) montre que $\varphi(f_c) = -\pi/4$, et on peut également déterminer f_c en cherchant la fréquence f_c pour laquelle la mesure automatique¹³ de la phase à l'oscilloscope conduit à $\varphi(f_c) = -45^\circ$.
- On peut enfin réaliser un ajustement des courbes de gain $G(f)$ ou de phase $\varphi(f)$ à l'aide des expressions (4) et en tirer K et f_c .

V Filtre passe-haut du premier ordre

Les propriétés d'un filtre passe-haut du premier ordre se déduisent de sa fonction de transfert canonique donnée par :

$$\underline{H} = \frac{Kj\frac{f}{f_c}}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

Nous ne détaillerons pas ici les méthodes d'analyse expérimentales de ce filtre qui sont très similaires à celles du filtre passe-bas d'ordre 1. Néanmoins, il convient de préciser que la modélisation habituelle d'un circuit électronique dans son ensemble est mise en échec à haute fréquence. En effet, typiquement au-delà de 100 kHz, des effets parasites¹⁴ apparaissent. Ainsi, lorsqu'on cherche par exemple à déterminer le gain maximal à haute fréquence (HF) dans le filtre passe-haut, il faut certes se placer de telle façon que $f \gg f_c$, mais en s'assurant toujours que $f < 100$ kHz.

VI Filtre passe-bande

Un filtre passe bande est défini par la fonction de transfert canonique

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$

à laquelle on peut associer le gain $G(f)$ et la phase $\varphi(f)$ suivants :

$$G(f) = \frac{K}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi(f) = \text{Arctan} \left[Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right] \quad (5)$$

où K est le gain maximal du filtre, Q son facteur de qualité et f_0 sa fréquence propre. f_0 s'identifie avec la fréquence de résonance puisqu'elle correspond au maximum du gain.

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques K , f_0 et Q de façon précise :

- On alimente le circuit avec un signal sinusoïdal $e(t)$ d'amplitude U_0 , puis on cherche tout d'abord la fréquence f_0 telle que la tension d'entrée $e(t)$ et la tension de sortie $u(t)$ soient en phase, c'est à dire en mode XY lorsque la courbe elliptique observée s'écrase complètement et vient s'identifier avec la première bissectrice¹⁵. On détermine ainsi le gain maximum puisque $K = G(f_0)$.
- Pour déterminer le facteur de qualité Q , la meilleure¹⁶ méthode est de mesurer la bande passante $\Delta f = f_{c,1} - f_{c,2}$ en cherchant les fréquences de coupure telles que $G(f_c) = G_{max}/\sqrt{2}$ avec la même méthode que celle présentée à la section IV, puis d'exploiter la relation $\Delta f = f_0/Q$.
- Alternativement, si on trace le gain $G(f)$ ou la phase $\varphi(f)$ en fonction de la fréquence, on peut là encore réaliser un ajustement de la courbe à l'aide des expressions (5).

13. On notera que l'utilisation du mode XY de l'oscilloscope conduit à une ellipse "penchée" et n'est pas adaptée à la mesure de cette valeur de déphasage.

14. Il s'agit par exemple d'effet de peau dans tous les conducteurs, d'effet capacitif dans les bobines (cf section c)) ou encore d'effets inductifs entre les câbles.

15. Cette méthode est d'autant plus intéressante que la bande passante est large, puisqu'il est difficile de déterminer précisément f_0 en repérant le maximum de la tension de sortie dans ce cas puisque la courbe est "plate".

16. Il est possible en théorie de faire des mesures de gain pour d'autres fréquences que les fréquences de coupure, par exemple en cherchant les fréquences à mi-hauteur, mais il faut éviter de faire des mesures à trop haute fréquence en particulier car les mesures s'écartent du modèle proposé au-delà de 100 kHz.

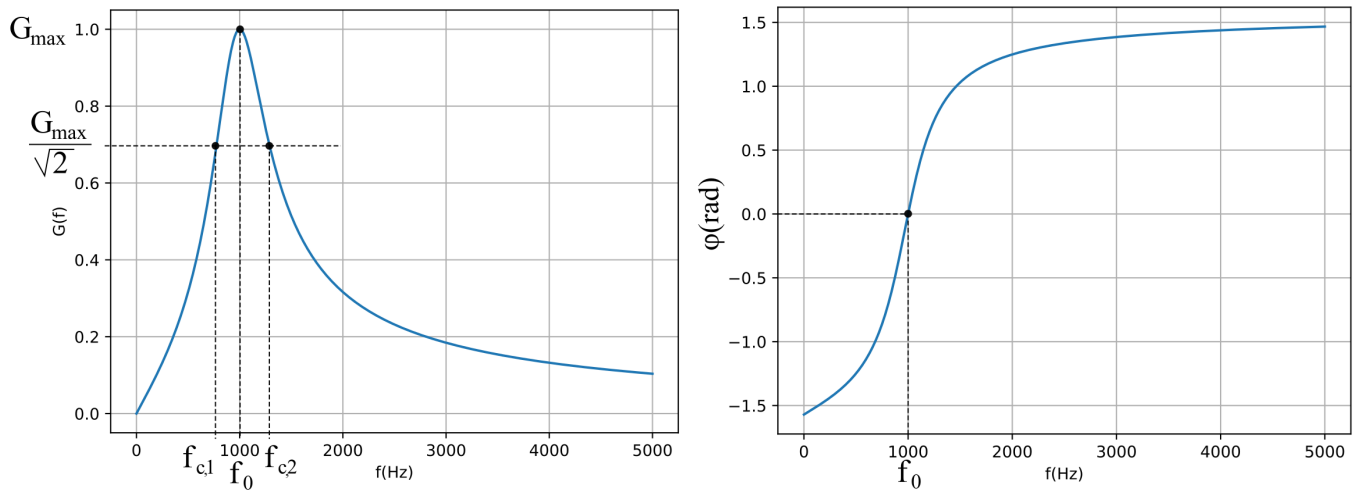


FIGURE 5 – (à gauche) Représentation du gain $G(f)$ en fonction de la fréquence avec un gain maximum $K = 1$, une fréquence de résonance $f_0 = 1 \text{ kHz}$ et un facteur de qualité $Q = 2$. $f_{c,1}$ et $f_{c,2}$ correspondent aux fréquences de coupure telles que $G(f_c) = G_{\max}/\sqrt{2}$ et délimitent la bande passante définie par $\Delta f = f_{c,2} - f_{c,1} = f_0/Q$. On notera que les fréquences de coupures ne sont pas symétriques par rapport à f_0 (ce n'est le cas qu'avec une échelle de fréquence logarithmique). (à droite) Représentation de la phase $\varphi(f)$ en fonction de la fréquence, avec les mêmes paramètres. On peut simplement remarquer que la phase est nulle à la résonance : $\varphi(f_0) = 0$.

VII Filtre passe-bas du second ordre

Un filtre passe-bas du second ordre est défini par la fonction de transfert canonique suivante :

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + j\frac{f}{f_0} - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}$$

où K est le gain à basse fréquence du filtre, Q son facteur de qualité et f_0 sa fréquence propre.

Deux différences sont à mentionner par rapport au filtre passe-bas d'ordre 1 :

- Le gain chute bien plus rapidement à haute fréquence puisqu'il est proportionnel¹⁷ à $1/f^2$ pour l'ordre 2 contre $1/f$ pour l'ordre 1. Un filtre d'ordre 2 coupe donc beaucoup plus efficacement les hautes fréquences.
- En fonction de la valeur du facteur de qualité, le filtre peut admettre une résonance. En effet, si $Q > 1/\sqrt{2}$, on peut montrer que $G(f)$ admet un maximum pour la fréquence $f_r = f_0\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$ qui s'écarte d'autant moins de la valeur de la fréquence propre f_0 que le facteur de qualité Q est grand.

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques K , f_0 et Q de façon précise :

- Comme pour le filtre passe-bas d'ordre 1 (cf section IV), on commence par déterminer K à basse fréquence.
- On exploite ensuite le fait que $\underline{H}(f = f_0) = -jKQ$ en cherchant la fréquence f_0 telle que la phase soit égale à $-\pi/2$, c'est à dire lorsque les axes de l'ellipse sont horizontaux et verticaux en mode XY. On mesure ensuite le gain pour cette fréquence f_0 et on en déduit Q , connaissant déjà K .
- Alternativement, après avoir tracé le gain $G(f)$ en fonction de la fréquence, on peut aussi réaliser un ajustement de la courbe et en tirer K , f_0 et Q .

17. On notera que cela correspond usuellement dans un diagramme de Bode à des pentes de -40dB par décade pour l'ordre 2 contre -20dB par décade pour l'ordre 1.

VIII Filtre passe-haut du second ordre

Un filtre passe-haut n'apporte pas de spécificité expérimentale supplémentaire par rapport aux remarques faites pour le passe-haut d'ordre 1 et le passe-bas d'ordre 2 et on se reportera aux sections V et VII.

IX Mesures des caractéristiques d'un composant électronique

a) Mesure de résistance

La méthode la plus simple pour mesurer une résistance est évidemment d'utiliser un ohmmètre (cf section I). Cependant, il peut parfois être intéressant d'exploiter un *pont diviseur de tension* pour lequel la tension de sortie $u = \frac{R_v}{R + R_v}e$ est réduite de moitié par rapport à la tension d'entrée (i.e. $u = e/2$) lorsque la résistance variable R_v est égale à la résistance R dont on veut déterminer la valeur (cf Fig6 à gauche).

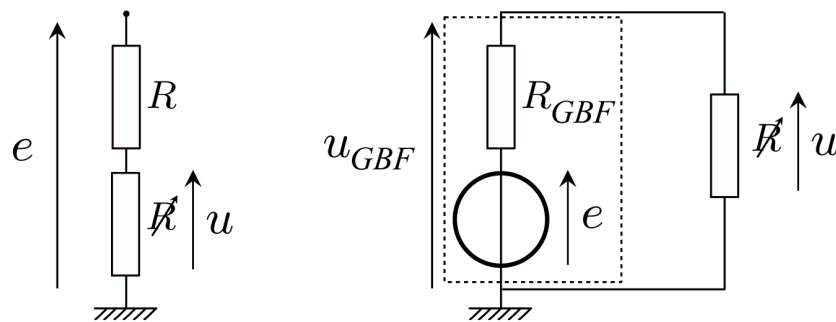


FIGURE 6 – Méthode du pont diviseur de tension permettant de déterminer la valeur d'une résistance R inconnue à l'aide d'une résistance variable R_v . $R_v = R$ lorsque $u = e/2$ (à gauche). Application de la méthode précédente à la détermination de l'impédance de sortie d'un GBF (à droite).

Une application directe de cette méthode est la détermination de l'impédance de sortie d'un GBF à l'aide d'une simple résistance variable R_v branchée à la sortie de l'appareil (cf Fig 6 à droite). Quel que soit le réglage du GBF (mode DC, sinusoïdal ou autre), on mesure $u = e/2$ lorsque $R_v = R = 50 \Omega$. On rappelle que la tension e correspond à la tension affichée sur l'interface de l'appareil et non à la tension de sortie u_{GBF} (cf section I).

b) Mesure de capacité

On propose ici 4 méthodes classiques permettant de déterminer la capacité C d'un condensateur. L'une ou l'autre peuvent être préférées en fonction des contraintes du montage ou du matériel disponible : on préférera en général les deux premières méthodes qui sont assez équivalentes en terme de précision et de temps de mesure (la première demande un peu plus de manipulation des curseurs, et on préférera par exemple la seconde méthode avec des oscilloscopes basiques ne comportant que des curseurs horizontaux pour mesurer les tensions). Les deux dernières nécessitent un matériel supplémentaire : une bobine dont on connaîtrait très précisément l'inductance ou une capacité variable.

- **Méthode 1 : Mesure de τ en régime transitoire dans un circuit RC**

On construit un montage RC (cf Fig 7 à gauche) avec une mesure de tension $u_C(t)$ aux bornes de C et on alimente le circuit par un signal créneau $e(t)$. De façon presque équivalente, on peut également utiliser un montage CR avec une mesure de tension aux bornes de R .

Afin que le générateur et le système d'acquisition puissent être considérés comme idéaux, on notera que la résistance R doit être choisie telle que $50 \Omega \ll R \ll 1 M\Omega$, c'est à dire à la fois très grande devant

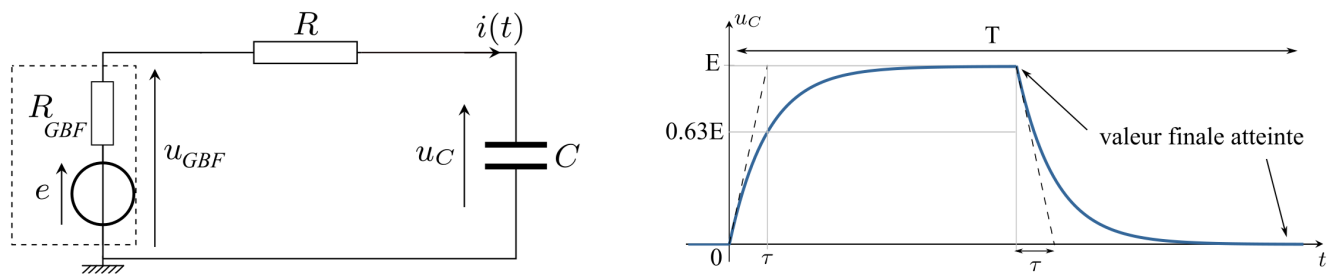


FIGURE 7 – Circuit RC alimenté par un GBF délivrant une tension u_{GBF} (à gauche), et réponse temporelle de la tension $u_C(t)$ aux bornes du condensateur lorsque le montage est alimenté par une tension rectangulaire entre 0 et E (à droite). Cette dernière fait apparaître le temps τ caractéristique de la réponse du circuit.

l'impédance de sortie du GBF, et très faible devant l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure (cf section I). En pratique, on peut par exemple choisir $R = 5000 \Omega$.

Dans ce cas, on est ramené à l'étude d'un régime transitoire du premier ordre avec $\tau = RC$. L'allure du signal de sortie fait apparaître τ lors de la charge et la décharge du condensateur (cf Fig 7). Il faut bien s'assurer que la période T du signal crêteau délivré par le générateur soit suffisamment élevée pour permettre de mesurer correctement la valeur finale. En pratique, il faut choisir $T > 5\tau$. Connaissant R , la mesure de τ permet d'en déduire¹⁸ C .

- **Méthode 2 : Mesure de la fréquence de coupure f_c en régime sinusoïdal forcé dans un circuit RC**

On construit un montage RC identique à celui de la figure 7 à gauche, avec les mêmes contraintes sur la valeur de R . On l'alimente cette fois par un signal sinusoïdal de fréquence f et d'amplitude U_0 . Le montage RC joue ici le rôle d'un filtre passe-bas d'ordre 1 dont on veut déterminer la fréquence de coupure f_c (cf section IV).

Dans le cas où la résistance R est choisie de telle façon que la résistance interne du GBF soit négligeable, on peut se contenter d'utiliser l'expression de la fréquence de coupure suivante $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ et d'exploiter sa mesure pour en extraire la valeur de C .

Cependant, il existe des subtilités lorsqu'il faut prendre en compte la résistance R_{GBF} , par exemple lorsque R n'est pas suffisamment grande. L'expression de la fréquence de coupure dépend en effet de la façon dont le gain est mesuré. En se basant sur le schéma de gauche de la figure 7 :

- si on mesure u_{GBF} en entrée à l'aide de l'oscilloscope par exemple, tout se passe comme précédemment et $f_c = 1/(2\pi RC)$ car l'influence de R_{GBF} est mesurée par l'intermédiaire de u_{GBF} .
- si on lit l'amplitude de e en entrée sur l'affichage du GBF (cf section I), tout se passe comme si la résistance totale du circuit RC était $R + R_{GBF}$, de sorte que la fréquence de coupure est modifiée et $f_c = 1/(2\pi(R + R_{GBF})C)$.

- **Méthode 3 : Mesure de la fréquence de résonance f_0 en régime sinusoïdal forcé avec un circuit RLC aux bornes de R .**

Si on dispose d'une bobine d'inductance L connue précisément, on peut alors construire un circuit RLC série alimenté par un GBF en mode sinusoïdal, en réalisant une mesure de tension aux bornes de R (cf Fig 8). On choisira typiquement $R = 10 \Omega$ pour les raisons listées ci-après.

Comme précédemment (cf section IV), dans le cas général pour lequel on prend en compte l'influence de la résistance interne du GBF, les caractéristiques du filtre passe-bande dépendent de la méthode utilisée pour mesurer le gain. En se basant¹⁹ sur le schéma de la figure 8 :

- si on mesure u_{GBF} en entrée, on peut montrer que $K = 1$, $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ et $Q = 1/R\sqrt{L/C}$. L'influence de R_{GBF} est mesurée par l'intermédiaire de u_{GBF} .

18. La prise en compte de la résistance interne du GBF conduirait à la valeur $\tau = (R + R_{GBF})C$.

19. L'influence de la résistance interne r de la bobine est discutée dans la note de bas de page numéro²⁰.

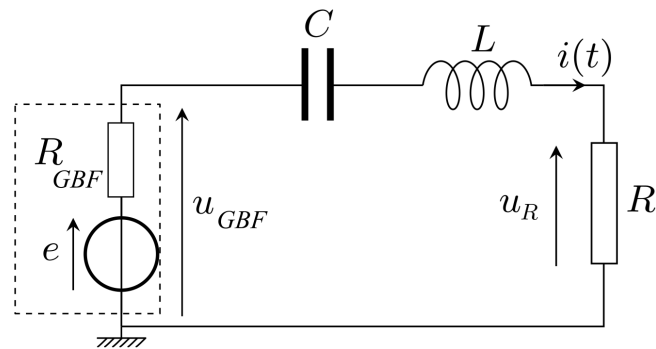


FIGURE 8 – Montage RLC série jouant le rôle d'un passe-bande et permettant de remonter à la valeur de C si on connaît précisément la valeur de l'inductance L .

- si on lit l'amplitude de e en entrée sur l'affichage du GBF (cf section I), tout se passe comme si la résistance totale du circuit RLC était $R + R_{GBF}$, de sorte que $K = R / (R + R_{GBF})$, $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ et $Q = 1 / (R + R_{GBF})\sqrt{L/C}$.

La fréquence de résonance f_0 reste indépendante de la résistance R même lorsqu'on prend en compte la résistance interne du générateur. Sachant que la largeur de la bande passante Δf centrée sur f_0 est d'autant plus étroite que R est faible, on a intérêt à prendre une résistance R faible pour faire une détermination précise de la fréquence f_0 . En pratique, une résistance de 10Ω est donc adaptée (prendre une résistance plus faible est inutile car la largeur de la bande passante est de toute façon limitée par les résistances internes du GBF et de la bobine).

La détermination précise de f_0 (cf section VI) permet finalement de déduire $C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}$.

• Méthode 4 : Pont diviseur de tension avec un condensateur variable supplémentaire

Si on dispose d'un autre condensateur de capacité variable C_v (une boîte à décades de condensateurs par exemple), on peut adapter la méthode du pont diviseur de tension (cf section 6) puisque celle-ci se généralise de manière évidente à la mesure de toute impédance à partir d'une impédance pouvant varier de façon contrôlée.

c) Mesure de l'inductance d'une bobine

Une bobine est constituée d'un enroulement de fil. Ce dernier étant nécessairement résistif, on modélise une bobine réelle en ajoutant à l'inductance pure, en série, une résistance r , appelée résistance interne de la bobine, typiquement de l'ordre de quelques Ω avec les bobines utilisées en TP (cf Fig 9 au milieu). À haute fréquence (typiquement au-dessus de 20 kHz), un effet capacitif entre les différentes spires de la bobine séparées par un isolant est également à prendre en compte. On modélise ce phénomène²¹ par l'ajout d'un condensateur en parallèle (cf Fig9 à droite).

Lors de l'utilisation d'une bobine dans un circuit, on conseille d'introduire des résistances très grandes devant r (et devant R_{GBF} par ailleurs d'après la section b)) tout en restant à relativement basse fréquence ($f < 20 \text{ kHz}$). Dans ce cas, les 4 méthodes de la section b) permettant de mesurer une capacité se généralisent de manière immédiate au cas de la mesure d'une inductance.

20. La résistance interne r de la bobine évoquée dans la section c) joue un rôle en tous points similaire ici à la résistance interne du GBF et ne modifie pas non plus la valeur de f_0 . Il suffit de remplacer R_{GBF} par $R_{GBF} + R$ dans les expressions de K et Q .

21. Le modèle proposé ici est néanmoins encore incomplet et ne peut par exemple rendre compte précisément de la variation de la résistance interne de la bobine avec la fréquence. Par exemple, à haute fréquence, le courant ne se distribue plus de façon uniforme dans le conducteur : c'est l'effet de peau qui permet d'interpréter qualitativement l'augmentation de la résistance avec la fréquence. On peut encore citer d'autres sources de perturbation de l'impédance d'une bobine à haute fréquence : l'effet de proximité entre les différentes spires et une variation avec la fréquence de l'auto-inductance associée au champ magnétique dans les fils.

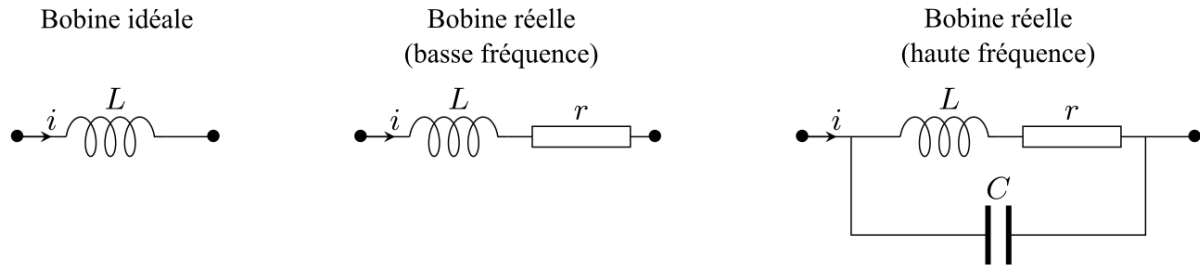


FIGURE 9 – Modèle électrique équivalent d'une bobine idéale (à gauche), d'une bobine réelle à basse fréquence comportant une résistance interne r en série (au milieu), et d'une bobine réelle à haute fréquence pour laquelle on ajoute un condensateur C en parallèle (à droite).

Cependant, lorsque ce n'est pas le cas, on peut citer quelques précautions et manifestations expérimentales spécifiques qui peuvent potentiellement perturber une détermination précise de la valeur de l'inductance L :

- Si on veut exploiter un circuit du premier ordre avec une résistance R et une bobine, le seul montage convenable est celui de la figure 10, dans lequel on mesure la tension aux bornes de la résistance R . On peut alors transposer directement les méthodes 1 et 2 de la section b) avec :

$$\tau = \frac{L}{R_{tot}} \quad \text{et} \quad f_c = \frac{R_{tot}}{2\pi L}$$

où R_{tot} correspond à la résistance totale à prendre en compte²².

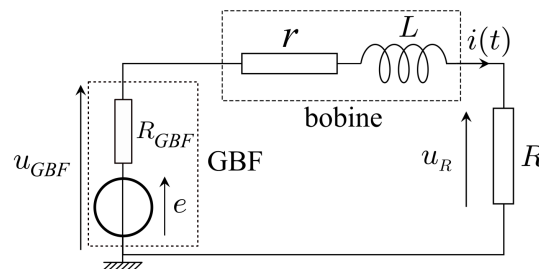


FIGURE 10 – Montage du premier ordre permettant de déterminer l'inductance d'une bobine.

Le montage similaire dans lequel on permuterait la bobine et la résistance conduit à la fonction de transfert suivante : $\underline{H} = \frac{u_R}{u_{GBF}} = \frac{r+jL\omega}{R+r+jL\omega}$. Si elle est bien du premier ordre au sens strict du terme, cette fonction de transfert ne s'identifie pas avec les expressions de celles des filtres passe-bas ou passe-haut du premier ordre. Les méthodes présentées doivent être réadaptées complètement dans ce cas. Le même problème se pose pour la méthode 3 de la section b). La méthode 4 reste valable, mais il faut que la bobine d'inductance variable et la bobine inconnue soient de résistances internes comparables.

- L'effet capacitif de la bobine peut se constater facilement dans le circuit de la figure 10 à haute fréquence puisque la fonction de transfert ne correspond plus au modèle d'un premier ordre. Parallèlement²³, toujours avec le même montage, ce même effet se manifeste par des pics d'oscillations au tout début de la réponse impulsionnelle.

22. R est à remplacer systématiquement par $R+r$, de sorte qu'on aura $R_{tot} = R+r$ ou $R_{tot} = R+r+R_{GBF}$ selon les cas, comme expliqué dans la section b).

23. On retrouve ici la correspondance classique *temps courts* <-> *hautes fréquences*.

X Commentaires de jury dans des rapports de concours - morceaux choisis

On présente ci-dessous une sélection de points qui ont pu poser des difficultés aux candidats de manière récurrente d'année en année et qui ont été signalés dans les rapports de jury.

- *On rappelle que l'association parallèle d'un fil et d'un dipôle est équivalente à un fil. De même, l'impédance associée à un interrupteur ouvert est infinie et non pas nulle comme l'affirme la majorité des candidats.*
- *L'utilisation des multimètres pose souvent des problèmes, en particulier en régime sinusoïdal forcé, ou les candidats s'étonnent fréquemment de voir une tension nulle affichée... en mode DC! Le fait que les multimètres mesurent une valeur efficace en mode AC n'est pas toujours acquis.*
- *En électronique, les difficultés lors des mesures sont souvent liées à une méconnaissance des conditions d'utilisation des appareils : ainsi, les candidats tentent souvent d'utiliser un ohmmètre sur une résistance par ailleurs branchée au circuit ; les candidats ignorent souvent ce que mesurent les modes AC et DC du multimètre, la notion de tension efficace étant en particulier souvent source de difficultés. Pour ce qui est des mesures à l'oscilloscope, le jury rappelle que les mesures automatiques s'appliquent à ce qui est visualisé à l'écran et donc ne dispensent pas d'ajuster les bases de temps et de tension de manière à ce que le signal soit correctement visualisé à l'écran.*
- *Les mesures de temps caractéristiques sont souvent mal maîtrisées : tenter de faire une mesure à 5τ est extrêmement peu précis : il convient de mesurer le temps pour atteindre 50 % ou 63 % de la valeur finale pour une mesure rapide, ou, si l'on souhaite une grande précision, réaliser un ajustement de courbe après une acquisition.*
- *Pour les TPs impliquant du filtrage, si le choix du type de filtre est en général correct, beaucoup de candidats choisissent ensuite leurs composants au hasard, oubliant que le choix de la fréquence de coupure est crucial pour que le filtre se comporte bien comme prévu.*
- *Une première étude fréquentielle rapide permet de mieux cerner la zone d'intérêt d'un filtre (voisinage de sa fréquence caractéristique). On rappelle que le comportement des filtres est typiquement logarithmique en fréquence (10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz...) : cela doit influencer dans le choix des valeurs pour l'étude rapide.*
- *Les candidats ont également pu rencontrer des difficultés quant aux observations du comportement d'un filtre à basse/haute fréquence : il est plus facile d'observer la limite basse fréquence avec un signal continu qu'en tentant de descendre au mHz, la période du signal étant alors de plus de 15 minutes, donc quasi-inobservable en pratique ; quant à la limite haute fréquence, tenter de l'observer à des fréquences supérieures à une centaine de kHz conduit à des conclusions erronées, dans la mesure où la modélisation des composants n'est plus toujours valable à de telles fréquences. Toujours dans l'étude des filtres, les candidats n'ont pas toujours le réflexe de mesurer à la fois la tension de sortie et la tension d'entrée. Attention également au fait que le gain n'est a priori pas nul dans la zone coupée (c'est sa limite qui est censée l'être), tout comme il peut être différent de l'unité dans la zone passante.*
- *Les candidats doivent penser à exploiter toutes les informations contenues dans une fonction de transfert fournie (l'utilisation du déphasage n'est que rarement proposée spontanément).*
- *Les candidats méconnaissent souvent les méthodes utilisant la phase dans l'étude des filtres. Ces méthodes sont pourtant souvent précises, la phase variant plus rapidement que le gain autour des fréquences caractéristiques. Par exemple, pour déterminer une fréquence de résonance en intensité dans un circuit RLC, il est plus rapide et précis de chercher un déphasage nul en mode XY plutôt qu'un gain maximal.*